

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-075334

(43)Date of publication of application : 17.03.1995

(51)Int.Cl.

H02M 3/28
H02M 3/335

(21)Application number : 05-217245

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO
LTD

(22)Date of filing : 01.09.1993

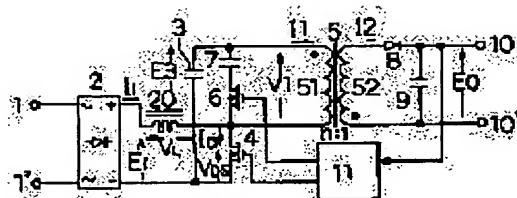
(72)Inventor : OSAGATA NOBUYOSHI
ISHII TAKUYA

(54) SWITCHING POWER SUPPLY DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide a switching power supply device, in which the electrostatic capacity of a capacitor is increased, the waveform of input currents is formed in a sine wave shape without deteriorating the response of control, an output holding time is ensured in DC output voltage and the inhibition of the augmentation of ripple voltage can be realized and which can be miniaturized.

CONSTITUTION: A rectifier circuit 2, the circuit of an inductance element 20 connected to the rectifier circuit 2 and a first switching means 4, the circuit of the primary winding 51 of a transformer 5 connected at both ends of the first switching means 4 and a first capacitor 3, and the circuit of a second switching means 6 at both ends of the primary winding 51 of the transformer and a second capacitor 7 are provided. Rectifying smoothing circuits 8, 9 rectifying and smoothing voltage generated in the secondary winding 52 of the transformer 5 and supplying the load with DC output voltage and a control circuit 11 alternately driving the first and second switching means 4, 6 for a specified on-off period for detecting and stabilizing DC output voltage are provided, thus largely improving an input power factor, where input currents are formed in a sine wave shape.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

BEST AVAILABLE COPY

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 7 - 7 5 3 3 4

(43) 公開日 平成7年 (1995) 3月17日

(51) Int. Cl. ⁶

H 0 2 M 3/28
3/335

識別記号

庁内整理番号

S 8726 - 5 H
F 8726 - 5 H

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 2

O L

(全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平5-217245

(22) 出願日 平成5年 (1993) 9月1日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 長瀧 信義

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 石井 卓也

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74) 代理人 弁理士 松田 正道

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

(57) 【要約】

【目的】 コンデンサの静電容量増加と、制御の応答性を悪化させる事なく、入力電流波形が正弦波状にし、直流出力電圧は出力保持時間が確保され、リップル電圧増大抑制を実現出来、小型化可能なスイッチング電源装置を提供する。

【構成】 整流回路2と、整流回路2に接続されるインダクタンス素子20と第1のスイッチング手段4との回路と、第1のスイッチング手段4の両端に接続されるトランス5の1次巻線51と第1のコンデンサ3の回路と、トランス5の1次巻線51の両端へ接続される第2のスイッチング手段6と第2のコンデンサ7との回路と、トランス5の2次巻線52に発生する電圧を整流平滑し負荷へ直流出力電圧を供給する整流平滑回路8、9と、直流出力電圧を検出し、且安定化すべく第1及び第2のスイッチング手段4、6を交互に所定のオンオフ期間で駆動する制御回路11を設ける事により、入力電流が正弦波状となる入力力率が大幅に改善される。

1, 1' : 入力端子

3 : 第1のコンデンサ

5 : トランス

7 : 第2のコンデンサ

9 : 出力コンデンサ

11 : 制御回路

2 : 全波整流回路

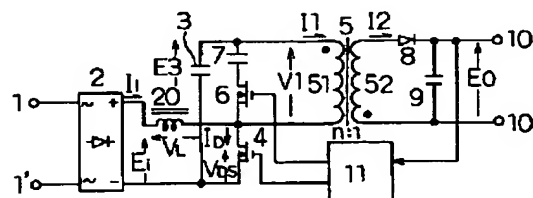
4 : 第1のスイッチング素子

6 : 第2のスイッチング素子

8 : ダイオード

10, 10' : 出力端子

20 : インダクタンス素子



【特許請求の範囲】

【請求項 1】交流電圧を受電し整流する少なくとも 1 つ以上の整流素子により構成される第 1 の整流回路と、少なくとも 1 次巻線と 2 次巻線を有するトランスと、前記第 1 の整流回路に接続されるインダクタンス素子及び、第 1 のスイッチング手段の直列回路と、前記第 1 のスイッチング手段の両端へ接続される前記トランスの 1 次巻線と第 1 のコンデンサとの回路と、前記トランスの 1 次巻線の一端側と他端側に接続される第 2 のスイッチング手段と第 2 のコンデンサとの回路と、前記トランスの 2 次巻線に発生するフライバック電圧を整流平滑し負荷へ直流出力電圧を供給する整流平滑回路と、前記直流出力電圧を検出すると共に前記直流出力電圧を安定化すべく前記第 1 及び第 2 のスイッチング手段を交互に所定のオンオフ期間で駆動する制御回路とを備えた事の特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】交流電圧を受電し整流する少なくとも 1 つ以上の整流素子により構成される第 2 の整流回路の出力端が、前記第 1 のコンデンサ側に接続したことを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は交流入力電圧から産業用や民生用の各種電子機器に直流安定化電圧を供給するスイッチング電源装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、スイッチング電源装置はその高効率なエネルギー変換特性と小型軽量性から鑑みて、産業用や民生用の各種電子機器への直流安定化電源として多用されているが、各種電子機器の小型化と高性能化に伴い、さらなる高効率化や小型化が望まれている。一方、スイッチング電源装置の入力である交流入力電圧が瞬時停電等のトラブルを起こした時、負荷となる電子機器等を保護する為の出力保持時間の設定が出来る様にする事や、高調波電流によって起こる交流入力電圧系統への影響の抑制や省電力化の要求の高まりにより、スイッチング電源装置の入力率が改善され、且前記高調波電流によって起こる影響を抑制する様に交流入力電流の波形が正弦波状とする事が必要される。

【0003】以下に従来のスイッチング電源装置について説明する。図 5 は従来のスイッチング電源装置の回路構成を示すものである。図 5 に於いて、1-1' は入力端子であり交流入力電圧を受電する。2 は全波整流回路であり前記交流入力電圧を整流する。3 は第 1 のコンデンサであり前記整流電圧を平滑し直流電圧 E_i を出力する。4 はスイッチング素子であり、直流電圧 E_i を高周波スイッチング動作によって高周波交流電圧に変換する。5 はトランスであり 1 次巻線 5 1 と 2 次巻線 5 2 を有し、1 次巻線 5 1 で前記高周波交流電圧を受電して 2 次巻線 5 2 へエネルギーを放出する。8 はダイオード、

9 はコンデンサであり 2 次巻線 5 2 に発生する高周波交流電圧のフライバック電圧を整流平滑し直流出力電圧 E_o を供給する。10-10' は出力端子であり直流出力電圧 E_o を負荷へ供給する。12 は制御駆動回路であり直流出力電圧 E_o を検出し、安定化すべく所定のオンオフ比の駆動パルスを出し、スイッチング素子 4 へ出力する。13 は抵抗、14 はコンデンサ、15 はダイオードであり、13~15 の部品でスナバ回路を構成している。

【0004】以上の様に構成されたスイッチング電源装置について、以下に図 6 を参照しながらその動作を説明する。図 6 は、図 5 のスイッチング電源装置の各部動作波形図であり、 V_1 は 1 次巻線 5 1 の両端電圧、 I_1 は 1 次巻線 5 1 に流れる電流、 I_2 は 2 次巻線 5 2 に流れる電流を示す。直流電圧 E_i は、入力端子 1-1' で受電した交流入力電圧を全波整流回路 2 及び第 1 のコンデンサ 3 で整流平滑して得られる。スイッチング素子 4 がオンの時、1 次巻線 5 1 には E_i が印加され、1 次電流 I_1 は直線的に増加しトランス 5 に励磁エネルギーを蓄える。スイッチング素子 4 がオフの時、トランス 5 の各巻線 5 1、5 2 にはフライバック電圧が発生し、蓄えられた励磁エネルギーは、2 次巻線 5 2 から直線的に減少する 2 次電流 I_2 として放出される。2 次巻線 5 2 に発生するフライバック電圧値を E_o とし、トランスの巻数比を n とすると、1 次巻線 5 1 に発生するフライバック電圧値は nE_o で表される。スイッチング素子 4 のオン期間を T_{on} 、オフ期間を T_{off} とすると次式が成り立つ。

$$【0005】 E_i \times T_{on} = nE_o \times T_{off}$$

即ち、スイッチング素子 4 のオンオフ比を調整する事で直流出力電圧 E_o を安定化する事が出来るのである。一方、抵抗 13 とコンデンサ 14 とダイオード 15 からなるスナバ回路はスイッチング素子 4 がターンオフする際にトランス 5 の漏れインダクタンスの為に発生するサージ電圧をクランプし、スイッチング素子 4 を保護する役割を果たしている。

【0006】しかしながら、上記の従来の構成では、出力保持時間の設定を第 1 のコンデンサ 3 の静電容量に大きく依存しているため、第 1 のコンデンサ 3 の静電容量はスイッチング電源の電力容量と出力保持時間で決まり、リップル耐量に充分余裕があっても大きな静電容量のコンデンサ 3 を使用しなければならない場合がある上、定常動作時に於いては、交流入力電圧からの交流入力電流はコンデンサインプットの為、交流入力電圧のピーク付近のみ交流入力電流が流れ導通期間が短くなり、交流入力電流波形のピーク値が大きく、実効値も大きくなるので力率及び効率の低下を招くという問題点を有していた。

【0007】最近、上記問題点を解決する為にすでに発明された回路構成を以下に示す。図 7 はすでに発明されたスイッチング電源装置の回路構成図である。図 7 に於

いて、1-1' は入力端子、2 は全波整流回路、3 は第1のコンデンサ、4 は第1のスイッチング素子、5 はトランスであり、1次巻線51と2次巻線52とを有している。8 はダイオード、9 は出力コンデンサ、10-10' は出力端子で、以上の構成は、図5の構成と同様なものである。6 は第2のスイッチング素子であり第1のスイッチング素子と交互にオンオフする様に制御回路11により制御される。7 は第2のコンデンサであり、前記第2のスイッチング素子6がオンしている時に、トランス5に蓄えられた励磁エネルギーの一部を吸収し放出する。11は制御回路であり直流出力電圧 E_o を検出しこれを安定化すべく所定のオンオフ比の駆動パルスで第1のスイッチング素子4及び第2のスイッチング素子6へ出力する。

【0008】以上の様に構成されたスイッチング電源装置について、以下図8を参照しながらその動作を説明する。図8は、図7のすでに発明されたスイッチング電源装置の各部動作波形図であり、V1は1次巻線51の両端電圧、I1は1次巻線51に流れる電流、I2は2次巻線52に流れる電流を示す。直流電圧 E_i は、入力端子1-1'で受電した交流入力電圧を全波整流回路2と第1のコンデンサ3とで整流平滑して得られる。第1のスイッチング素子4がオンの時、第2のスイッチング素子6はオフであり、1次巻線51には E_i が印加されて1次電流I1は直線的に増加しトランス5に励磁エネルギーを蓄える。第1のスイッチング素子4がオフの時、第2のスイッチング素子6はオンとなり、トランス5に蓄えられた励磁エネルギーは、1次巻線51から第2のスイッチング素子6を介して第2のコンデンサ7へ充電電流として放出しコンデンサ7を充電すると共に、2次巻線52から直流出力電圧 E_o としてダイオード8と出力コンデンサ9からなる整流平滑回路を介し負荷へ放出される。この時、1次巻線電流I1は、第1のスイッチング素子4のターンオフ直前の電流値を初期値としてほぼ直線的に減少し、2次巻線電流I2は、漏れインダクタンスの為に徐々に流れだし増加する。第2のコンデンサ7の静電容量が充分大きければ、そのコンデンサ7の電圧は1次巻線51のフライバック電圧を nE_o にクランプし、サージ電圧の発生は殆どなくなる。1次巻線電流I1はやがてゼロを下回り、逆方向即ち、第2のコンデンサ7から1次巻線51へ放電する方向に流れる。定常動作に於いては、第2のコンデンサの両端電圧は安定であるから、充放電電流の平均値はゼロとなる。第2のスイッチング素子6がターンオフすると、トランス5の各巻線51、52の電圧は反転し、2次巻線電流I2はゼロとなり、第1のスイッチング素子4がターンオンする。第1のスイッチング素子4のオン期間（第2のスイッチング素子6のオフ期間）を T_{on} 、オフ期間（第2のスイッチング素子6のオン期間）を T_{off} とすると次式が成り立つ。

$$【0009】 E_i \times T_{on} = n E_o \times T_{off}$$

即ち、スイッチング素子4（又はスイッチング素子6）のオンオフ比を調整する事で直流出力電圧 E_o を安定化出来るのである。

【0010】さらに、上記すでに発明された回路構成では、第1および第2のスイッチング素子のターンオン損失が無くターンオフ損失も極めて少ないスイッチングを行うと共に、発生するスイッチングノイズも低減される。また、出力保持時間の設定が、第1のコンデンサ3の静電容量以外に第2のコンデンサ7の静電容量も利用できる為、第1のコンデンサ3だけに依存せず設定可能となる。この事により、第1のコンデンサ3は静電容量を小さく出来、定常動作時に於ける交流入力電圧による入力電流Iiの導通期間を広げる事が可能となる。図9の整流電圧 E_i と入力電流Iiの比較波形図で示す様に、入力電流Iiは導通期間を広げればピーク値が小さくなるので力率及び効率の改善が可能となる。図9に於いて第1のコンデンサ3の両端電圧波形 E_i および入力電流波形Iiを示しているが、波形に記した1は、静電容量が小さい場合であり、2は静電容量が大きい場合であり、3は第1のコンデンサ3を外した場合の波形である。なお、第2のコンデンサ7の静電容量の大小は、全波整流回路2に直接接続されない為コンデンサインプットとならず入力電流の導通期間に影響しない。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記の従来及びすでに発明された回路構成では、入力電流波形を正弦波状に近づけようとすると、第1のコンデンサ3を外し出力安定化の為の制御回路応答性を交流入力電圧の周波数以下に悪化させる事で、図9の3に示す様に可能であるが、この場合トランス5の1次巻線51に印加される電圧波形も正弦波状になる為、直流出力電圧のリップル電圧が極端に大きくなり出力保持時間も無くなり、出力の電圧応答性も悪化する為、出力コンデンサ9の静電容量を極端に大きくする必要がある。さらに、すでに発明された回路構成に於いては、出力コンデンサ9以外に第2のコンデンサ7の静電容量を大きくする事でも対応可能だが、いずれの方法も出力保持時間の確保および直流出力電圧のリップル電圧抑制と直流出力電圧の応答性に限界があり、形状の大型化は避けられない。さらに、図10に整流電圧と入力電流を示す様に、入力電流Iiの電流波形のピーク値増大と急峻な変化によるノイズ等の影響が大きくなり、交流入力電圧ラインに挿入するフィルター等も大型化する等、実用化が難しくなるという問題点を有していた。

【0012】そこで本発明は、上記従来の課題を解決するものであり、コンデンサ静電容量増加と、制御の応答性を悪化させる事なく、入力電流波形は正弦波状にでき、更に、直流出力電圧は、出力保持時間が確保され、リップル電圧増大抑制を実現出来、又、交流入力電圧ラ

インに挿入するフィルターも、低ノイズ化によって小型化できる様なスイッチング電源装置を提供する事を目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明は、交流電圧を受電し整流する少なくとも1つ以上の整流素子により構成される第1の整流回路と、少なくとも1次巻線と2次巻線を有するトランスと、第1の整流回路に接続されるインダクタンス素子及び、第1のスイッチング手段の直列回路と、第1のスイッチング手段の両端へ接続されるトランスの1次巻線と第1のコンデンサとの回路と、トランスの1次巻線の一端側と他端側に接続される第2のスイッチング手段と第2のコンデンサとの回路と、トランスの2次巻線に発生するフライバック電圧を整流平滑し負荷へ直流出力電圧を供給する整流平滑回路と、直流出力電圧を検出すると共に直流出力電圧を安定化すべく第1及び第2のスイッチング手段を交互に所定のオンオフ期間で駆動する制御回路からなる構成を有している。

【0014】

【作用】本発明では、交流入力電圧は整流されインダクタンス素子と第1のスイッチング手段によりスイッチングされる事で入力電流は正弦波状となると共に、インダクタンス素子に貯えられたエネルギーが第2のスイッチング手段を介して第1と第2のコンデンサを充電し、前記第1と第2のコンデンサに蓄えられたエネルギーがトランスを介して出力に放出される様にした事で、出力保持時間も前記第1と第2のコンデンサの静電容量で確保でき、直流出力電圧のリプル電圧への影響も小さくする事ができる。

【0015】

【実施例】以下、本発明の実施例について図面を参照して説明する。

【0016】図1に於いて、1-1'は入力端子であり交流入力電圧を受電する。2は全波整流回路であり前記交流入力電圧を整流し整流電圧E_iを供給する。3は第1のコンデンサであり、インダクタンス20の電流を第2のスイッチング素子6と第2のコンデンサ7を介して平滑し直流通電圧E₃を供給する。4は第1のスイッチング素子であり、前記整流電圧E_iをインダクタンス素子20を介して、さらに第1のコンデンサ7の直流通電圧E₃をトランス5の1次巻線51を介して高周波スイッチングにより交流電圧に変換する。5はトランスであり1次巻線51と2次巻線52を有し、1次巻線51で高周波の前記交流電圧を受電して2次巻線52へエネルギーを放出する。6は第2のスイッチング素子であり第1のスイッチング素子と交互にオンオフされる様に制御回路11により制御される。7は第2のコンデンサであり、前記第2のスイッチング素子6がオンしている時に、トランス5に蓄えられた励磁エネルギーの一部とインダクタンス素子20の電流を吸収し放出する。8はダイオー

ド、9はコンデンサよりなる整流平滑回路であり2次巻線52に発生する高周波交流電圧のフライバック電圧を整流平滑し直流出力電圧E_oを供給する。10-10'は出力端子であり直流出力電圧E_oを負荷へ供給する。

11は制御駆動回路であり直流出力電圧E_oを検出しこれを安定化すべく所定のオンオフ比の駆動パルスで第1のスイッチング素子4及び第2のスイッチング素子6へ出力する。20はインダクタンス素子である。

【0017】以上の様に構成されたスイッチング電源装置について、図2を用いてその動作を説明する。まず、図2は本発明のスイッチング電源装置の各部動作波形図であり、V₁は1次巻線51の両端電圧、I₁は1次巻線51に流れる電流、I₂は2次巻線52に流れる電流、V_{DS}は第1のスイッチング素子4の両端電圧、I_Dは第1のスイッチング素子4に流れる電流、I_iはインダクタンス素子20に流れる電流、V_Lはインダクタンス素子20の両端電圧を示す。整流電圧E_iは入力端子1-1'で受電した交流入力電圧を全波整流回路2で整流した電圧である。第1のスイッチング素子4がオンのとき第2のスイッチング素子6はオフであり、インダクタンス素子20には整流電圧E_iが印加されると同時に、1次巻線51には第1のコンデンサ3の両端電圧E₃が印加され、インダクタンス電流I_iと1次巻線電流I₁は直線的に増加しインダクタンス素子20とトランス5に励磁エネルギーを蓄える。第1のスイッチング素子4がオフの時第2のスイッチング素子6はオンとなり、インダクタンス素子20に蓄えられた励磁エネルギーは第2のスイッチング素子6と第2のコンデンサ7を介して第1のコンデンサ3に放出されると同時に、トランス5に蓄えられた励磁エネルギーは1次巻線51から第2のスイッチング素子6を介して第2のコンデンサ7へ放出されるとともに、2次巻線52からは直流出力電圧E_oとして前記整流平滑回路を介して負荷へ放出される。この時、1次巻線電流I₁は第1のスイッチング素子4のターンオフ直前の電流値を初期値としてほぼ直線的に減少し、2次巻線電流I₂は漏れインダクタンスの為徐々に流れだし増加する。第2のコンデンサ7の静電容量が大きければ、その電圧は1次巻線51のフライバック電圧をnE_oにクランプし、サージ電圧の発生はほとんどなくなる。1次巻線電流I₁はやがてゼロを下回り、逆方向すなわち第2のコンデンサ7から1次巻線51へ放電する方向に流れる。定常動作に於いては、第2のコンデンサ7の両端電圧は安定であるから、その充放電電流の平均値はゼロとなる。すなわち、インダクタンス素子20より供給された第2のコンデンサ7のエネルギーも第2のスイッチング素子6と1次巻線51を介して、2次巻線52から直流出力電圧E_oとして前記整流平滑回路を介して負荷へ放出されるので、その充放電電流の平均値もゼロとなる。第2のスイッチング素子6がターンオフすると、トランス5の各巻線51、52NO

電圧は反転し、2次巻線電流 I_2 はゼロとなり、第1のスイッチング素子4がターンオンする。スイッチング素子4のオン期間(第2のスイッチング素子6のオフ期間)を T_{on} 、オフ期間(第2のスイッチング素子6のオン期間)を T_{off} とするとトランス5に印加される電圧積より次式が成り立つ。

$$【0018】 E_3 \times T_{on} = n E_o \times T_{off}$$

また、インダクタンス素子20に印加される電圧積より次式が成り立つ。

$$【0019】$$

$$E_i \times T_{on} = (E_3 + n E_o - E_i) \times T_{off} \quad *$$

$$I_i = E_i \times T_{on} / L - (n E_o + E_3) \times T_{off} / L$$

ここで、 L はインダクタンス素子20のインダクタンス値であり、 T_{off} は電流 I_i がゼロとなる期間であり、上記式より電流 I_i は整流電圧 E_i に比例して変化する為、入力電流 I_i が正弦波状となるには $T_{off} \geq T_{on}$ が満たす様なインダクタンス値 L に設定すればよい。また、第1のコンデンサ3の両端電圧 E_3 は交流入力電圧の1周期では変化せず制御回路11のオンオフ比も変化しない為、制御回路の応答性を悪化させなくてもオン期間 T_{on} は一定である。

【0023】以下本発明の第2の実施例について図面を参照しながら説明する。

【0024】図4に於いて、1-1'は入力端子、2は全波整流回路、3は第1のコンデンサ、4は第1のスイッチング素子、5はトランスであり1次巻線51と2次巻線52を有し、6は第2のスイッチング素子、7は第2のコンデンサ、8はダイオード、9はコンデンサ、10-10'は出力端子、11は制御回路、20はインダクタンス素子で、以上は図1の構成と同様なものである。図1の構成と異なるのは全波整流回路2が第1のコンデンサ3の両端に接続されており、新たに入力端子1-1'の両端よりダイオード21と22を介してインダクタンス素子20に接続され、第1のコンデンサ3とインダクタンス素子20に整流した整流電圧 E_i がそれぞれ印加される様にした点である。

【0025】以上の様に構成されたスイッチング電源装置について、図1で説明した動作と異なる点を中心に説明する。第1のコンデンサ3は全波整流回路2により交流整流電圧のピーク値以下には低下せず、またインダクタンス素子20に蓄えられたエネルギーによっても充電される。入力電流を正弦波状にするには、すでに説明した様にインダクタンス素子20に流れる電流 I_i を第1のスイッチング素子4(第2のスイッチング素子6のオン期間)のオフ期間 T_{off} でゼロにする必要がある為、第1のコンデンサ3の両端電圧を整流電圧 E_i のピーク以上にすることが必要である為、結果として全波整流回路2よりの電流供給はない。しかし、交流入力電圧の投入時に第1のコンデンサ3への充電電流がトランス5の一次巻線51を流れる事がない為、トランス5の起動時の

*即ち第1のスイッチング素子4(又は第2のスイッチング素子6)のオンオフ比を調整する事で直流出力電圧 E_o を安定化する事ができるのである。

【0020】また、インダクタンス素子20に流れる電流 I_i は、第1のスイッチング素子4のオン期間 T_{on} には次式が成り立つ。

$$【0021】 I_i = E_i \times T_{on} / L$$

さらに、第1のスイッチング素子4のオフ期間 T_{off} には次式が成り立つ。

$$10 \quad 【0022】$$

偏磁がない事が容易にわかる。

【0026】なお、第1の実施例および第2の実施例では、入力電流を正弦波状にする事を前提に説明したが、多少入力電流にピーク値を認めるならインダクタンス素子20の電流が連続状態になる様にインダクタンス値を大きく設定しても動作的に問題はない事は言うまでもない。

20 【0027】このように、本発明のスイッチング電源装置は、交流電圧を受電し整流する少なくとも1つ以上の整流素子により構成される第1の整流回路と、前記第1の整流回路に直列に接続されるインダクタンス素子と第1のスイッチング手段の直列回路と、前記第1のスイッチング手段の両端に直列に接続されるトランスの1次巻線と第1のコンデンサの直列回路と、前記トランスの1次巻線の両端に直列に接続される第2のスイッチング手段と第2のコンデンサと、前記トランスの2次巻線に発生するフライバック電圧を整流平滑し負荷へ直流出力電圧を供給する整流平滑回路と、前記直流出力電圧を検出すると共に直流出力電圧を安定化すべく前記第1及び第2のスイッチング手段を交互に所定のオンオフ期間で駆動する制御回路を設ける事により、制御回路の応答性を悪化させなくても入力電流が正弦波状になり交流入力力率がほぼ1になり、出力保持時間に対しても第1のコンデンサの静電容量で自由に設定可能であり、入力電流はインダクタンス素子に流れるスイッチング電流に等しく、急峻な変化が無く電流のピークも比較的低くなる為ノイズの発生が少なくなり、商用電源ラインに挿入されるフィルターも小型化でき、さらにインダクタンス素子の電流は第1および第2のコンデンサーにいったんすべて吸収され、トランスの1次巻線には直接流れない為出力に対する影響もほとんど無く、第1および第2のスイッチング手段に印加される電圧もスパイクが発生せず低くなり、同時にターンオン損失は無くターンオフ損失も極めて少ないスイッチングを交流入力電圧の全領域で達成できるなど、高入力力率で出力保持時間の確保と小型で高効率と低ノイズのスイッチング電源装置を実現できるものである。

50 【0028】

【発明の効果】以上の様に本発明のスイッチング電源装置は、コンデンサ静電容量増加と、制御の応答性を悪化させる事なく、入力電流波形は正弦波状にでき、更に、直流出力電圧は、出力保持時間が確保され、リップル電圧増大抑制を実現出来、又、交流入力電圧ラインに挿入するフィルターも、低ノイズ化によって小型化できるという長所を有する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施例に於けるスイッチング電源装置の回路構成図

【図 2】第 1 の実施例に於けるスイッチング電源装置の各部動作波形図

【図 3】本発明に於けるスイッチング電源装置の整流電圧と入力電流の波形図

【図 4】本発明の第 2 の実施例に於けるスイッチング電源装置の回路構成図

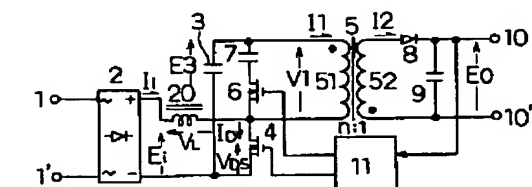
【図 5】従来のスイッチング電源装置の回路構成図

【図 6】従来のスイッチング電源装置の各部動作波形図

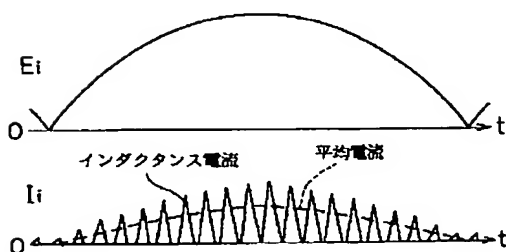
【図 7】従来のスイッチング電源装置の回路構成図

【図 1】

- | | |
|----------------|-------------------|
| 1, 1' : 入力端子 | 2 : 全波整流回路 |
| 3 : 第 1 のコンデンサ | 4 : 第 1 のスイッチング素子 |
| 5 : トランス | 6 : 第 2 のスイッチング素子 |
| 7 : 第 2 のコンデンサ | 8 : ダイオード |
| 9 : 出力コンデンサ | 10, 10' : 出力端子 |
| 11 : 制御回路 | 20 : インダクタンス素子 |



【図 3】



【図 8】従来のスイッチング電源装置の各部動作波形図

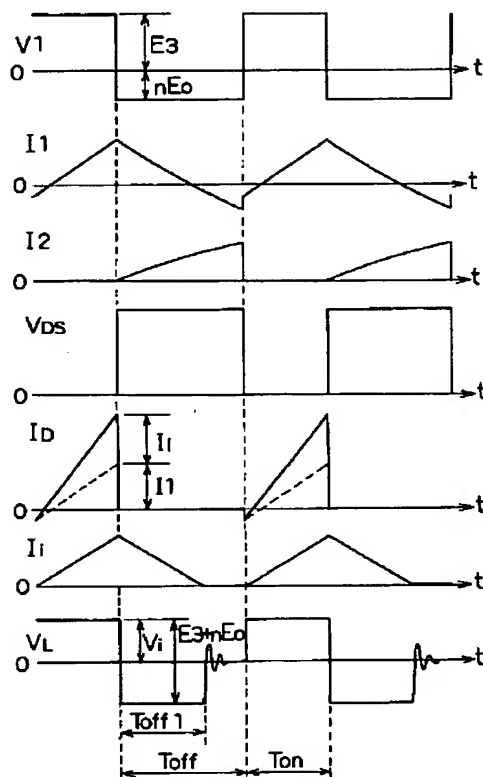
【図 9】従来のスイッチング電源装置の整流電圧と入力電流の比較波形図

【図 10】従来のスイッチング電源装置の整流電圧と入力電流の波形図

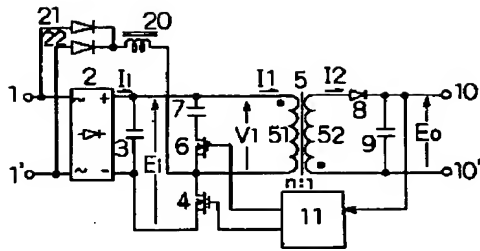
【符号の説明】

- | |
|-------------------|
| 1, 1' : 入力端子 |
| 2 : 全波整流回路 |
| 3 : 第 1 のコンデンサ |
| 4 : 第 1 のスイッチング素子 |
| 5 : トランス |
| 6 : 第 2 のスイッチング素子 |
| 7 : 第 2 のコンデンサ |
| 8 : ダイオード |
| 9 : 出力コンデンサ |
| 10, 10' : 出力端子 |
| 11 : 制御回路 |
| 20 : インダクタンス素子 |

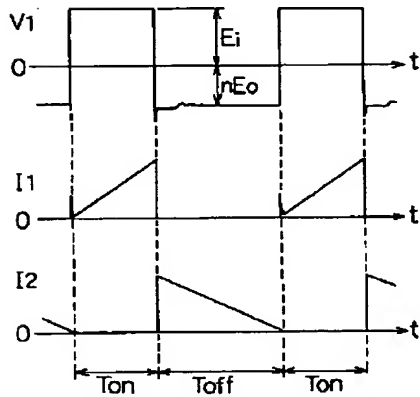
【図 2】



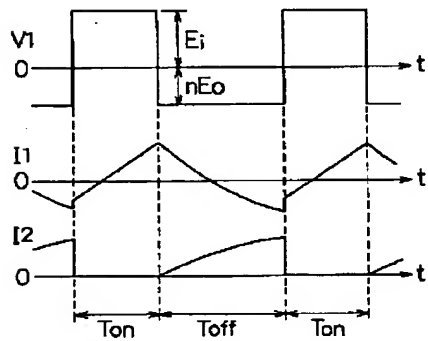
【図 4】



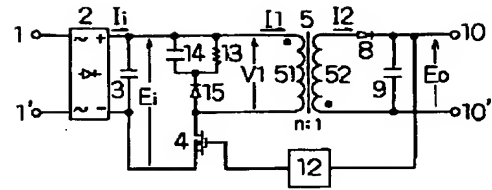
【図 6】



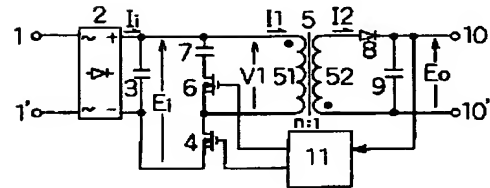
【図 8】



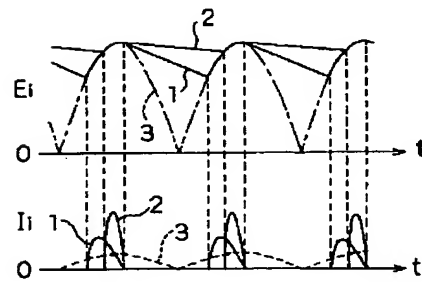
【図 5】



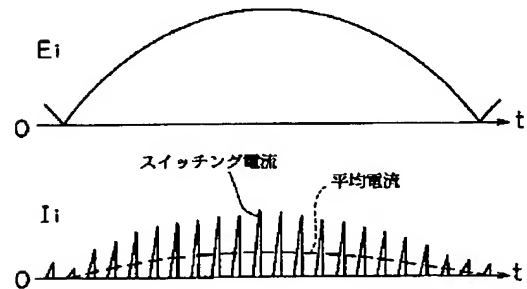
【図 7】



【図 9】



【図 10】



* NOTICES *

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The 1st rectifier circuit constituted by at least one or more rectifying devices which receive alternating voltage and rectify, The transformer which has a primary [at least] coil and a secondary coil, and the series circuit of the inductance component connected to said 1st rectifier circuit, and the 1st switching means, The circuit of the primary coil of said transformer and the 1st capacitor which are connected to the both ends of said 1st switching means, The circuit of the 2nd switching means and the 2nd capacitor which are connected to an end [of the primary coil of said transformer], and other end side, The rectification smoothing circuit which carries out rectification smooth [of the flyback electrical potential difference generated in the secondary coil of said transformer], and supplies direct-current output voltage to a load, Switching power supply equipment characterized by having the control circuit which drives said 1st and 2nd switching means in a predetermined on-off period by turns that said direct-current output voltage should be stabilized while detecting said direct-current output voltage.

[Claim 2] Switching power supply equipment according to claim 1 with which the outgoing end of the 2nd rectifier circuit constituted by at least one or more rectifying devices which receive alternating voltage and rectify is characterized by connecting with said 1st capacitor side.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] This invention relates to the switching power supply equipment which supplies a direct-current stabilization electrical potential difference to industrial use or various noncommercial electronic equipment from alternating current input voltage.

[0002]

[Description of the Prior Art] Although switching power supply equipment takes an example from the efficient energy conversion property and small lightweight nature and is used abundantly in recent years as a direct-current regulated power supply to industrial use or various noncommercial electronic equipment, the further efficient-izing and the further miniaturization are desired with a miniaturization and high-performance-izing of various electronic equipment. When the alternating current input voltage which is the input of switching power supply equipment, on the other hand, causes troubles, such as instant interruption of service, By that it can be made to perform a setup of the output holding time for protecting the electronic equipment used as a load etc., control of effect for the alternating current input voltage network which happens according to a higher-harmonic current, or rise of the demand of power-saving the input power-factor of switching power supply equipment improves -- having -- ** -- the need of the wave of an alternating current input current considering as the shape of a sine wave so that the effect which takes place according to said higher-harmonic current may be controlled is carried out.

[0003] Conventional switching power supply equipment is explained below. Drawing 5 shows the circuitry of conventional switching power supply equipment. In drawing 5, 1-1' is an input terminal and receives alternating current input voltage. 2 is a full wave rectifier circuit and rectifies said alternating current input voltage. 3 is the 1st capacitor, carries out smooth [of said rectification electrical potential difference], and outputs direct current voltage E_i . 4 is a

switching element and changes direct current voltage E_i into a high-frequency ac electrical potential difference by high frequency switching operation. 5 is a transformer, has the primary coil 51 and the secondary coil 52, receives said RF alternating voltage with the primary coil 51, and emits energy to the secondary coil 52. Rectification smooth [of the flyback electrical potential difference of the high-frequency ac electrical potential difference which 8 is diode, and 9 is a capacitor and is generated in the secondary coil 52] is carried out, and the direct-current output voltage E_o is supplied. 10-10' is an output terminal and supplies the direct-current output voltage E_o to a load. 12 is a control drive circuit and outputs the driving pulse of a predetermined on-off ratio to a switching element 4 that the direct-current output voltage E_o should be detected and stabilized. In 13, a capacitor and 15 are diodes and resistance and 14 constitute the snubber circuit from components of 13-15.

[0004] The actuation is explained about the switching power supply equipment constituted as mentioned above, referring to drawing 6 below. Drawing 6 is each part actuation wave form chart of the switching power supply equipment of drawing 5, and the current to which V_1 flows on the both-ends electrical potential difference of the primary coil 51, and I_1 flows to the primary coil 51, and I_2 show the current which flows to the secondary coil 52. Direct current voltage E_i carries out rectification smooth [of the alternating current input voltage which received transmitted electricity by input terminal 1-1'] by the full wave rectifier circuit 2 and the 1st capacitor 3, and is obtained. When a switching element 4 is ON, E_i is impressed to the primary coil 51, and the primary current I_1 increases linearly and stores excitation energy in a transformer 5. When a switching element 4 is OFF, a flyback electrical potential difference occurs in each coils 51 and 52 of a transformer 5, and the conserved excitation energy is emitted to them from the secondary coil 52 as a secondary current I_2 which decreases linearly. When the flyback electrical-potential-difference value generated in the secondary coil 52 is set to E_o and the turn ratio of a transformer is set to n , the flyback electrical-potential-difference value generated in the primary coil 51 is expressed with nE_o . A degree type will be realized, if the "on" period of a switching element 4 is set to T_{on} and a "off" period is set to T_{off} .

[0005] The direct-current output voltage E_o can be stabilized by adjusting $E_i T_{on} = n E_o T_{off}$, i.e., the on-off ratio of a switching element 4. On the other hand, in case a switching element 4 carries out the turn-off of the snubber circuit which consists of resistance 13, a

capacitor 14, and diode 15, it clamped the surge voltage generated for the leakage inductance of a transformer 5, and has played the role from which a switching element 4 is protected.

[0006] However, with the above-mentioned conventional configuration, since it depends for a setup of an output holding time on the electrostatic capacity of the 1st capacitor 3 greatly The electrostatic capacity of the 1st capacitor 3 is decided by the power capacity and the output holding time of switching power supply. In the time of stationary actuation even if allowances of enough are in a ripple tolerated dose, when the capacitor 3 of big electrostatic capacity may have to be used It had the trouble that the alternating current input current from alternating current input voltage caused decline in a power-factor and effectiveness for capacitor input since an alternating current input current flows, an "on" period becomes short, near the peak of alternating current input voltage has the large peak value of an alternating current input current wave and actual value also becomes large.

[0007] In order to solve the above-mentioned trouble recently, the already invented circuitry is shown below. Drawing 7 is the circuitry Fig. of the already invented switching power supply equipment. In drawing 7, as for an input terminal and 2, the 1st switching element and 5 are transformers and a full wave rectifier circuit and 3 have [1-1' / the 1st capacitor and 4] the primary coil 51 and the secondary coil 52. 8 is [an output capacitor and 10-10' of diode and 9] output terminals, and the above configuration is the same as the configuration of drawing 5. 6 is the 2nd switching element and is controlled by the control circuit 11 to turn on and off the 1st switching element and by turns. 7 is the 2nd capacitor, and when said 2nd switching element 6 turns on, it absorbs and emits a part of excitation energy stored in the transformer 5. 11 is a control circuit, detects the direct-current output voltage E_o , and outputs the driving pulse of a predetermined on-off ratio to the 1st switching element 4 and 2nd switching element 6 that this should be stabilized.

[0008] The actuation is explained about the switching power supply equipment constituted as mentioned above, referring to drawing 8 below. Drawing 8 is each part actuation wave form chart of the switching power supply equipment with which drawing 7 was already invented, and the current to which V_1 flows on the both-ends electrical potential difference of the primary coil 51, and I_1 flows to the primary coil 51, and I_2 show the current which flows to the secondary coil 52. Direct current voltage E_i carries out rectification smooth [of the alternating

current input voltage which received transmitted electricity by input terminal 1-1'] by the full wave rectifier circuit 2 and the 1st capacitor 3, and is obtained. When the 1st switching element 4 is ON, the 2nd switching element 6 is off, and E_i is impressed to the primary coil 51, and the primary current I_1 increases linearly and stores excitation energy in a transformer 5. When the 1st switching element 4 is OFF, the 2nd switching element 6 serves as ON, and the excitation energy stored in the transformer 5 is emitted to a load through the rectification smoothing circuit which consists of diode 8 and an output capacitor 9 as direct-current output voltage E_o from the secondary coil 52 while it is emitted to the 2nd capacitor 7 as the charging current through the 2nd switching element 6 from the primary coil 51 and charges a capacitor 7. At this time, the primary coil current I_1 decreases almost linearly as initial value the current value in front of the turn-off of the 1st switching element 4, and is flow gradually because of leakage inductance, and the secondary coil current I_2 increases. If the electrostatic capacity of the 2nd capacitor 7 is large enough, the electrical potential difference of the capacitor 7 will clamp the flyback electrical potential difference of the primary coil 51 to nE_o , and most generating of surge voltage will be lost. The primary coil current I_1 is less than zero soon, and flows in hard flow, i.e., the direction which discharges from the 2nd capacitor 7 to the primary coil 51. In stationary actuation, since the both-ends electrical potential difference of the 2nd capacitor is stable, the average of a charge and discharge current serves as zero. If the 2nd switching element 6 carries out a turn-off, the electrical potential difference of each coils 51 and 52 of a transformer 5 is reversed, the secondary coil current I_2 will serve as zero, and the 1st switching element 4 will carry out a turn-on. A degree type will be realized, if the "on" period ("off" period of the 2nd switching element 6) of the 1st switching element 4 is set to T_{on} and a "off" period ("on" period of the 2nd switching element 6) is set to T_{off} .

[0009] The direct-current output voltage E_o can be stabilized by adjusting $E_i T_{on} = n E_o T_{off}$, i.e., the on-off ratio of a switching element 4 (or switching element 6).

[0010] Furthermore, in the circuitry which is described a top and which was invented by coming out, while there are no turn on power losses of the 1st and 2nd switching elements and turn off power losses also perform very little switching, the switching noise to generate is also reduced. Moreover, since a setup of an output holding time can also use the electrostatic capacity of the 2nd capacitor 7 in addition to the

electrostatic capacity of the 1st capacitor 3, it is not dependent only on the 1st capacitor 3, and a setup of it is attained. By this thing, the 1st capacitor 3 can make electrostatic capacity small, and becomes possible [extending the "on" period of the input current I_i by the alternating current input voltage at the time of stationary actuation]. As shown in the comparison wave form chart of the rectification electrical potential difference E_i of drawing 9 , and an input current I_i , since peak value will become small if an "on" period is extended, an input current I_i becomes improvable [a power-factor and effectiveness]. Although the 1st both-ends voltage waveform E_i and input current wave form I_i of a capacitor 3 are shown in drawing 9 , 1 described in the wave is the case that electrostatic capacity is small, 2 is the case that electrostatic capacity is large, and 3 is a wave at the time of removing the 1st capacitor 3. In addition, since direct continuation of the size of the electrostatic capacity of the 2nd capacitor 7 is not carried out to a full wave rectifier circuit 2, it does not serve as capacitor input and does not influence at the "on" period of an input current.

[0011]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, in the conventionally and already invented above-mentioned circuitry, although it is possible as shown in 3 of drawing 9 by removing the 1st capacitor 3 and worsening the control circuit responsibility for output stabilization below in the frequency of alternating current input voltage if it is going to bring an input current wave form close in the shape of a sine wave In this case, since the ripple voltage of direct-current output voltage becomes extremely large, and it becomes soon at the time of output maintenance, since the voltage waveform impressed to the primary coil 51 of a transformer 5 also becomes sine wave-like, and the electrical-potential-difference responsibility of an output also gets worse, it is necessary to enlarge electrostatic capacity of the output capacitor 9 extremely. Furthermore, in the already invented circuitry, although enlarging electrostatic capacity of the 2nd capacitor 7 in addition to output capacitor 9 can also respond, any approach has a limitation in reservation of an output holding time and ripple voltage control of direct-current output voltage, and the responsibility of direct-current output voltage, and enlargement of a configuration is not avoided. Furthermore, as a rectification electrical potential difference and an input current were shown in drawing 10 , peak value increase of the current wave form of an input current I_i and the effect of the noise by steep change etc. were large, and had the

trouble that utilization, such as enlarging the filter inserted in alternating current input voltage Rhine etc., became difficult.

[0012] Then, the filter which an input current wave form is make in the shape of a sine wave, an output holding time is secure, and direct current output voltage can realize ripple voltage increase control further, and is insert in alternating current input voltage Rhine is also aim at offer the switching power supply equipment which can be miniaturize by low noise-ization, without this invention solve the above-mentioned conventional technical problem, and worsen the increment in capacitor electrostatic capacity, and the responsibility of control.

[0013]

[Means for Solving the Problem] The 1st rectifier circuit constituted by at least one or more rectifying devices which this invention receives alternating voltage and rectify, The transformer which has a primary [at least] coil and a secondary coil, and the series circuit of the inductance component connected to the 1st rectifier circuit, and the 1st switching means, The circuit of the primary coil of a transformer and the 1st capacitor which are connected to the both ends of the 1st switching means, The circuit of the 2nd switching means and the 2nd capacitor which are connected to an end [of the primary coil of a transformer], and other end side, The rectification smoothing circuit which carries out rectification smooth [of the flyback electrical potential difference generated in the secondary coil of a transformer], and supplies direct-current output voltage to a load, While detecting direct-current output voltage, it has the configuration which consists of a control circuit which drives the 1st and 2nd switching means in a predetermined on-off period by turns that direct-current output voltage should be stabilized.

[0014]

[Function] While an input current becomes sine wave-like by alternating current input voltage being rectified and being switched by the inductance component and the 1st switching means in this invention Because the energy with which the energy stored in the inductance component charged the 1st and the 2nd capacitor through the 2nd switching means, and was stored in said the 1st and 2nd capacitor was made to be emitted to an output through the transformer An output holding time can also be secured with the electrostatic capacity of said the 1st and 2nd capacitor, and effect of the ripple voltage on direct-current output voltage can also be made small.

[0015]

[Example] Hereafter, the example of this invention is explained with

reference to a drawing.

[0016] In drawing 1, 1-1' is an input terminal and receives alternating current input voltage. 2 is a full wave rectifier circuit, rectifies said alternating current input voltage, and supplies the rectification electrical potential difference E_i . 3 is the 1st capacitor, carries out smooth [of the current of an inductance 20] through the 2nd switching element 6 and 2nd capacitor 7, and supplies direct current voltage E_3 . 4 is the 1st switching element and changes the direct current voltage E_3 of the 1st capacitor 7 into alternating voltage for said rectification electrical potential difference E_i by high frequency switching through the primary coil 51 of a transformer 5 through the inductance component 20 further. 5 is a transformer, has the primary coil 51 and the secondary coil 52, receives said alternating voltage of a RF with the primary coil 51, and emits energy to the secondary coil 52. 6 is controlled by the control circuit 11 by the appearance which is the 2nd switching element and is turned on and off the 1st switching element and by turns. 7 is the 2nd capacitor, and when said 2nd switching element 6 turns on, it absorbs and emits a part of excitation energy and the current of the inductance component 20 which were stored in the transformer 5. Rectification smooth [of the flyback electrical potential difference of the high-frequency ac electrical potential difference which is the rectification smoothing circuit where 8 consists of diode and 9 consists of a capacitor, and is generated in the secondary coil 52] is carried out, and the direct-current output voltage E_o is supplied. 10-10' is an output terminal and supplies the direct-current output voltage E_o to a load. 11 is a control drive circuit, detects the direct-current output voltage E_o , and outputs the driving pulse of a predetermined on-off ratio to the 1st switching element 4 and 2nd switching element 6 that this should be stabilized. 20 is an inductance component.

[0017] About the switching power supply equipment constituted as mentioned above, the actuation is explained using drawing 2. First, drawing 2 is each part actuation wave form chart of the switching power supply equipment of this invention, and the current to which the current to which V_1 flows on the both-ends electrical potential difference of the primary coil 51, and I_1 flows to the primary coil 51, the current to which I_2 flows to the secondary coil 52, and V_{DS} flow on the both-ends electrical potential difference of the 1st switching element 4, and I_D flows to the 1st switching element 4, the current to which I_i flows for the inductance component 20, and V_L show the both-ends electrical potential difference of the inductance component 20. The rectification

electrical potential difference E_i is an electrical potential difference which rectified the alternating current input voltage which received transmitted electricity by input terminal 1-1' in the full wave rectifier circuit 2. When the 1st switching element 4 is ON, the both-ends electrical potential difference E_3 of the 1st capacitor 3 is impressed to the primary coil 51, and the inductance current I_i and the primary coil current I_1 increase linearly, and store excitation energy in the inductance component 20 and a transformer 5 at the same time the 2nd switching element 6 is off and the rectification electrical potential difference E_i is impressed to the inductance component 20. When the 1st switching element 4 is OFF, the 2nd switching element 6 serves as ON. At the same time the excitation energy stored in the inductance component 20 is emitted to the 1st capacitor 3 through the 2nd switching element 6 and 2nd capacitor 7. The excitation energy stored in the transformer 5 is emitted to a load through said rectification smoothing circuit as direct-current output voltage E_o from the secondary coil 52 while it is emitted to the 2nd capacitor 7 through the 2nd switching element 6 from the primary coil 51. At this time, the primary coil current I_1 decreases almost linearly as initial value the current value in front of the turn-off of the 1st switching element 4, and is flow gradually because of leakage inductance, and the secondary coil current I_2 increases. If the electrostatic capacity of the 2nd capacitor 7 is large, the electrical potential difference will clamp the flyback electrical potential difference of the primary coil 51 to nE_o , and most generating of surge voltage will be lost. The primary coil current I_1 is less than zero soon, and flows in the direction which discharges from hard flow 7, i.e., the 2nd capacitor, to the primary coil 51. In stationary actuation, since the both-ends electrical potential difference of the 2nd capacitor 7 is stable, the average of the charge and discharge current serves as zero. That is, since the energy of the 2nd capacitor 7 supplied from the inductance component 20 is also emitted to a load through said rectification smoothing circuit through the 2nd switching element 6 and primary coil 51 as direct-current output voltage E_o from the secondary coil 52, the average of the charge and discharge current also serves as zero. If the 2nd switching element 6 carries out a turn-off, each coil 51 of a transformer 5 and 52N0 electrical potential differences are reversed, the secondary coil current I_2 will serve as zero, and the 1st switching element 4 will carry out a turn-on. If the "on" period ("off" period of the 2nd switching element 6) of a switching element 4 is set to T_{on} and a "off" period ("on" period of the 2nd switching element 6) is set to T_{off} , a

degree type will be realized from the electrical-potential-difference product impressed to a transformer 5.

[0018] A degree type is realized from $E3 \times T_{on} = nE_o \times T_{off}$ and the electrical-potential-difference product impressed to the inductance component 20.

[0019]

The direct-current output voltage E_o can be stabilized by adjusting $E_i \times T_{on} = (E3 + nE_o - E_i) \times T_{off1}$, i. e., the on-off ratio of the 1st switching element 4 (or the 2nd switching element 6).

[0020] Moreover, as for the current I_i which flows for the inductance component 20, a degree type is realized in "on" period T_{on} of the 1st switching element 4.

[0021] In an $I_i = E_i \times T_{on} / L$ pan, a degree type is realized at "off" period T_{off} of the 1st switching element 4.

[0022]

$I_i = E_i \times T_{on} / L - (nE_o + E3) \times T_{off1} / L$ -- since L is the inductance value of the inductance component 20, T_{off1} is a period when Current I_i serves as zero here and Current I_i changes in proportion to the rectification electrical potential difference E_i from the above-mentioned formula -- an input current I_i -- the shape of a sine wave -- becoming -- What is necessary is just to set it as the inductance value L which $T_{off} \geq T_{off1}$ fulfills. Moreover, since it does not change one period of alternating current input voltage and the on-off ratio of a control circuit 11 does not change, either, even if the both-ends electrical potential difference $E3$ of the 1st capacitor 3 does not worsen the responsibility of a control circuit, it is fixed. [of "on" period T_{on}]

[0023] It explains referring to a drawing about the 2nd example of this invention below.

[0024] drawing 4 -- setting -- 1-1' -- an input terminal and 2 -- a full wave rectifier circuit and 3 -- the 1st capacitor and 4 -- the 1st switching element and 5 -- a transformer -- it is -- the primary coil 51 and the secondary coil 52 -- having -- 6 -- for diode and 9, a capacitor and 10-10' of an output terminal and 11 are [the 2nd switching element and 7 / the 2nd capacitor and 8 / a control circuit and 20] inductance components, and the above is the same as that of the configuration of drawing 1. Differing from the configuration of drawing 1 is the point that the rectification electrical potential difference E_i which the full wave rectifier circuit 2 is connected to the both ends of the 1st capacitor 3, was newly connected to the inductance component 20 through diodes 21 and 22 from the both ends of input terminal 1-1', and rectified for the 1st capacitor 3 and inductance component 20 was made

to be impressed, respectively.

[0025] It explains focusing on a point which is different from the actuation explained by drawing 1 about the switching power supply equipment constituted as mentioned above. The 1st capacitor 3 is charged also by the energy which did not fall below to the peak value of an alternating current rectification electrical potential difference by the full wave rectifier circuit 2, and was stored in the inductance component 20. Since it is necessary to make the already explained current I_i which flows for the inductance component 20 like into zero by "off" period T_{off} of the 1st switching element 4 ("on" period of the 2nd switching element 6) in order to make an input current into the shape of a sine wave and it necessary to carry out the both-ends electrical potential difference of the 1st capacitor 3 beyond the peak of the rectification electrical potential difference E_i , there is no current supply source from a full wave rectifier circuit 2 as a result. However, in order that the charging current to the 1st capacitor 3 may not flow the primary winding 51 of a transformer 5 at the time of the injection of alternating current input voltage, it turns out easily that there is no magnetic deviation at the time of starting of a transformer 5.

[0026] In addition, the 1st example and 2nd example explained on the assumption that an input current was made into the shape of a sine wave, but even if it will set up an inductance value greatly so that the current of the inductance component 20 may be in the successive state if peak value is somewhat accepted in an input current, it cannot be overemphasized in actuation that it is satisfactory.

[0027] Thus, the switching power supply equipment of this invention The 1st rectifier circuit constituted by at least one or more rectifying devices which receive alternating voltage and rectify, The inductance component connected to a serial in said 1st rectifier circuit, and the series circuit of the 1st switching means, The primary coil of the transformer connected to a serial to the both ends of said 1st switching means, and the series circuit of the 1st capacitor, The 2nd switching means and 2nd capacitor which are connected to a serial to the both ends of the primary coil of said transformer, The rectification smoothing circuit which carries out rectification smooth [of the flyback electrical potential difference generated in the secondary coil of said transformer], and supplies direct-current output voltage to a load, By preparing the control circuit which drives said 1st and 2nd switching means in a predetermined on-off period by turns that direct-current output voltage should be stabilized while detecting said direct-current output voltage Even if it does not worsen the responsibility of a

control circuit, an input current becomes sine wave-like and an ac input power-factor is set to about 1. It can set up freely with the electrostatic capacity of the 1st capacitor also to an output holding time. An input current is equal to the switching current which flows for an inductance component. Since there is no steep change and the peak of a current also becomes comparatively low, generating of a noise decreases. Can also miniaturize the filter inserted in source-power-supply Rhine, and the current of an inductance component is once further absorbed altogether by the 1st and 2nd capacitors. Since there is nothing to the primary coil of a transformer direct flow, most effects to an output cannot be found. A spike does not occur but the electrical potential difference impressed to the 1st and 2nd SWITCHINKU means also becomes low. The switching power supply equipment of a low noise [be / small and efficient] is realizable with reservation of an output holding time with a high input power-factor -- there are no turn on power losses in coincidence, and turn off power losses can also attain very little switching in all the fields of alternating current input voltage.

[0028]

[Effect of the Invention] It has the advantage in which the filter which an input current wave form is made in the shape of a sine wave, an output holding time is secured, and direct-current output voltage can realize ripple voltage increase control further, and is inserted in alternating current input voltage Rhine can also be miniaturized by low noise-ization, as mentioned above, without the switching power supply equipment of this invention worsening the increment in capacitor electrostatic capacity, and the responsibility of control.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The circuitry Fig. of the switching power supply equipment in the 1st example of this invention

[Drawing 2] Each part actuation wave form chart of the switching power supply equipment in the 1st example

[Drawing 3] The rectification electrical potential difference of switching power supply equipment and the wave form chart of an input current in this invention

[Drawing 4] The circuitry Fig. of the switching power supply equipment in the 2nd example of this invention

[Drawing 5] The circuitry Fig. of conventional switching power supply equipment

[Drawing 6] Each part actuation wave form chart of conventional switching power supply equipment

[Drawing 7] The circuitry Fig. of conventional switching power supply equipment

[Drawing 8] Each part actuation wave form chart of conventional switching power supply equipment

[Drawing 9] The comparison wave form chart of the rectification electrical potential difference of conventional switching power supply equipment, and an input current

[Drawing 10] The rectification electrical potential difference of conventional switching power supply equipment, and the wave form chart of an input current

[Description of Notations]

1 1' Input terminal

2 Full Wave Rectifier Circuit

3 1st Capacitor

4 1st Switching Element

5 Transformer

6 2nd Switching Element

7 2nd Capacitor

8 Diode

9 Output Capacitor

10 10' Output terminal

11 Control Circuit

20 Inductance Component

[Translation done.]

* NOTICES *

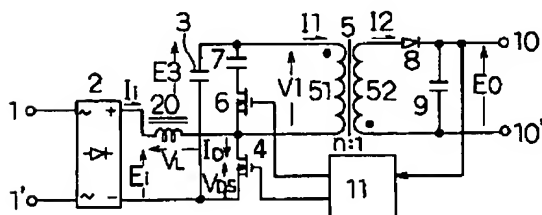
JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

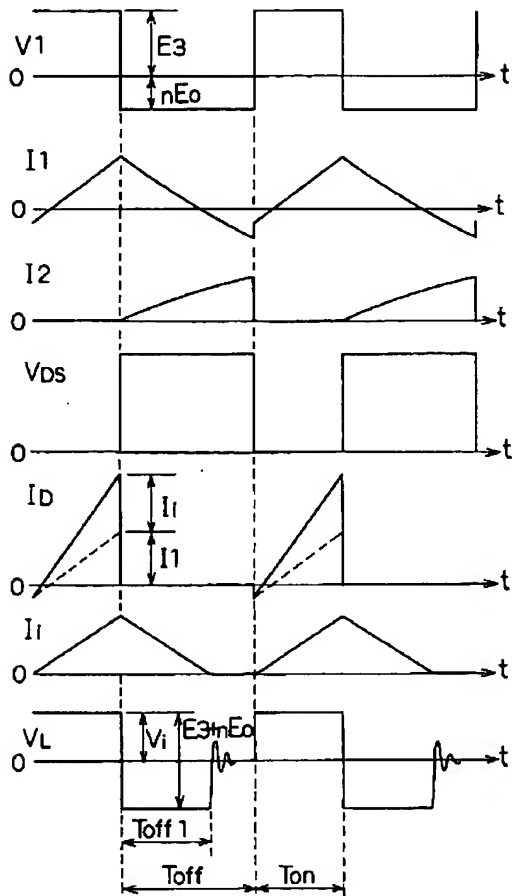
DRAWINGS

[Drawing 1]

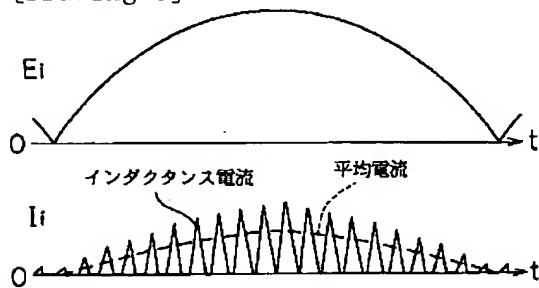
- | | |
|--------------|-----------------|
| 1, 1' : 入力端子 | 2 : 全波整流回路 |
| 3 : 第1のコンデンサ | 4 : 第1のスイッチング素子 |
| 5 : トランス | 6 : 第2のスイッチング素子 |
| 7 : 第2のコンデンサ | 8 : ダイオード |
| 9 : 出力コンデンサ | 10, 10' : 出力端子 |
| 11 : 制御回路 | 20 : インダクタンス素子 |



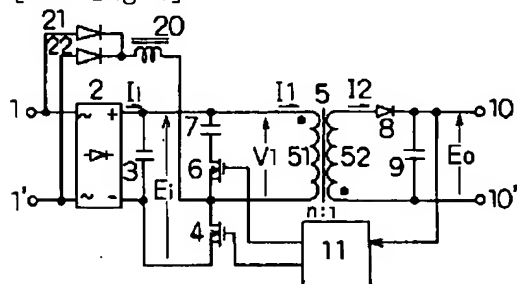
[Drawing 2]



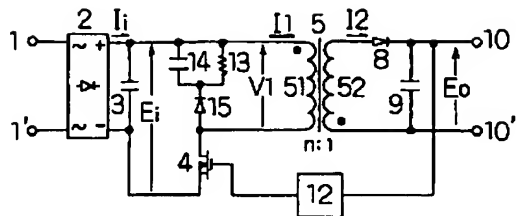
[Drawing 3]



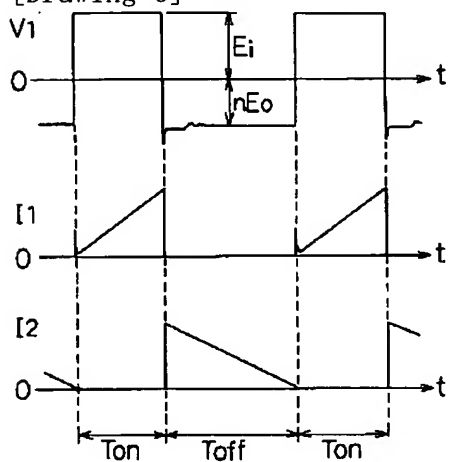
[Drawing 4]



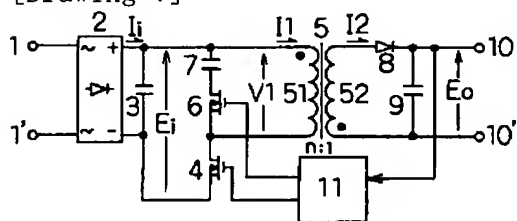
[Drawing 5]



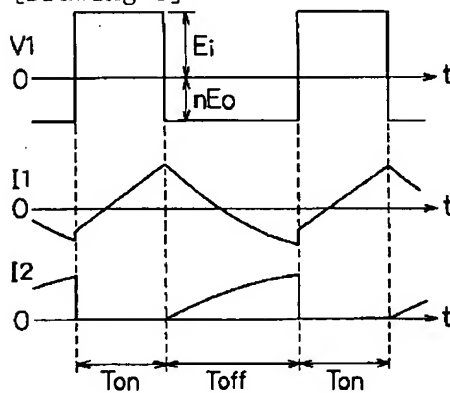
[Drawing 6]



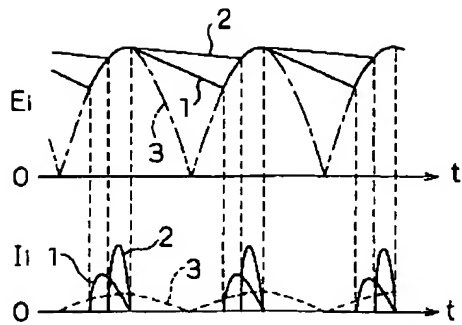
[Drawing 7]



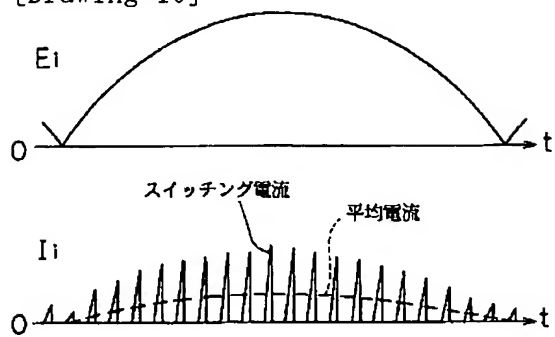
[Drawing 8]



[Drawing 9]



[Drawing 10]



[Translation done.]

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.